

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of :  
Mitsuo KAWAJI et al. :  
Serial No. NEW : **Attn: APPLICATION BRANCH**  
Filed March 30, 2004 : Attorney Docket No. 2004\_0491A  
INVERTER CONTROLLER FOR DRIVING :  
MOTOR AND AIR CONDITIONER USING :  
INVERTER CONTROLLER :

---

**CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

THE COMMISSIONER IS AUTHORIZED  
TO CHARGE ANY DEFICIENCY IN THE  
FEES FOR THIS PAPER TO DEPOSIT  
ACCOUNT NO. 23-0975

Sir:

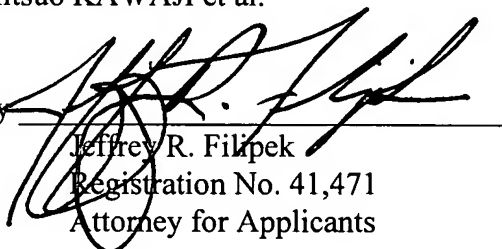
Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 2003-100007, filed April 3, 2003, and Japanese Patent Application No. 2004-74852, filed March 16, 2004 as acknowledged in the Declaration of this application.

A certified copy of Japanese Patent Application No. 2003-100007 is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Mitsuo KAWAJI et al.

By

  
Jeffrey R. Filipek  
Registration No. 41,471  
Attorney for Applicants

JRF/fs  
Washington, D.C. 20006-1021  
Telephone (202) 721-8200  
Facsimile (202) 721-8250  
March 30, 2004

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2 0 0 3 年 4 月 3 日

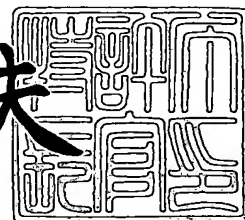
出 願 番 号  
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 1 0 0 0 0 7  
[ST. 10/C]: [ J P 2 0 0 3 - 1 0 0 0 . 0 7 ]

出 願 人  
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

2 0 0 4 年 2 月 2 0 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 1 1 9 0 6

【書類名】 特許願

【整理番号】 2583040196

【提出日】 平成15年 4月 3日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48  
H02M 7/523  
H02P 7/00  
H02P 7/622 302

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 河地 光夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松城 英夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 杉本 智弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インダクションモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられる前記インダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記 P N 電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比率を導出する P N 電圧補正手段と、前記インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段とを備えたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 2】 インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段は、モータ電圧指令作成手段から得られる前記モータ電圧指令値と前記 P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを掛け合わせるにより求めることを特徴とする、請求項 1 記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 3】 P N 電圧補正手段は、直流電圧基準値を前記直流電圧検出値で除算することにより P N 電圧補正係数を導出し、前記直流電圧検出値がゼロ以下の場合には前記 P N 電圧補正係数に予め設定された P N 電圧補正係数の最大値を設定することを特徴とする、請求項 1 に記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 4】 P N 電圧補正手段は、P N 電圧補正係数が少なくとも予め設定された上限値もしくは下限値を有することを特徴とする、請求項 1 または請求項 2 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 5】 P N 電圧補正手段は、直流電圧検出値が直流電圧基準値よりも大きい場合には直流電圧検出値に比例して前記 P N 電圧補正係数を大きくすることを特徴とする、請求項 1 に記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 6】 インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、前記共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内で前記インバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避することを特徴とする、請求項 1 ～ 4 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 7】 小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の 40 倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項 1 ～ 5 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 8】 インバータが停止した際に上昇する前記直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することを特徴とする、請求項 1 ～ 6 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 9】 予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定することを特徴とする、請求項 1 ～ 7 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 10】 交流電力を直流電力に変換するコンバータ装置と、前記コンバータ装置で変換された直流電力を可変電圧・可変周波数の交流電力に変換して圧縮機駆動モータに供給するインバータ装置とを備えた空気調和機において、前記インバータ装置として、請求項 1 ～ 8 のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を用いることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いたインダクションモ

ータ駆動用インバータ制御装置に関するものである。

## 【0002】

### 【従来の技術】

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図11に示すようなV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献1参照）。

## 【0003】

図11において、主回路は直流電源装置113と、インバータ3とインダクションモータ4とから構成されており、直流電源装置113については、交流電源1と、整流回路2と、インバータ3の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ112と、交流電源1の力率改善用リアクタ111から構成されている。

## 【0004】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 $W^*$ に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン13と、V/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4のモータ電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、モータ電圧作成手段14から作成されたモータ電圧指令値に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。

## 【0005】

なお、一般的なV/F制御パターン13の一例を図12に示す。

## 【0006】

図12に示すように速度指令 $W^*$ に対してインダクションモータ4に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令 $W^*$ とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令 $W^*$ に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。

## 【0007】

ここで、交流電源1が220V（交流電源周波数50Hz）、インバータ3の入力が1.5kW、平滑コンデンサ112が1500 $\mu$ Fのとき、力率改善用リアクタ111が5mHおよび20mHの場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図13に示す。

## 【0008】

図13はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ111が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

## 【0009】

そのため特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ111のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。

## 【0010】

そこで、力率改善用リアクタ111のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図14に示すような直流電源装置が提案されている。

## 【0011】

図14において、交流電源1の交流電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトルLinを介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。この場合、リアクトルLinの負荷側と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。

## 【0012】

また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2



と、ダミー抵抗  $R_{dm}$  とをさらに備えており、パルス発生回路  $I_1$ 、 $I_2$  は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサ  $C$  の両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗  $R_{dm}$  にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

### 【0013】

ここで、パルス発生回路  $I_1$  は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生  $I_2$  は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

### 【0014】

なお、トランジスタ  $Q_1$  をオン状態にしてリアクトル  $L_{in}$  に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサ  $C$  の電荷がトランジスタ  $Q_1$  を通して放電することのないように逆流防止用ダイオード  $D_5$  が接続され、さらに、中間コンデンサ  $C$  の電荷を平滑コンデンサ  $C_D$  に放電する経路に、逆流防止用ダイオード  $D_6$  と、平滑効果を高めるリアクトル  $L_{dc}$  が直列に接続されている。

### 【0015】

上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサ  $C$  の両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタ  $Q_1$  をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

### 【0016】

#### 【非特許文献1】

「インバータドライブハンドブック」の661～711頁を参照、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社発行

#### 【特許文献1】

特開平9-266674号公報

### 【0017】

#### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサ  $C_D$  とリアクトル  $L_{in}$  (特許文献1では  $1500\mu F$ 、 $6.2mH$  時のシミュレーショ

ン結果について記載されている) とを以前として有したままであり、さらに中間コンデンサCとトランジスタQ1とベース駆動回路G1とパルス発生回路I1、I2とダミー抵抗R<sub>dm</sub>と逆流防止用ダイオードD5、D6と平滑効果を高めるリアクトルL<sub>dc</sub>とを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコストUPを招くという課題を有していた。

#### 【0018】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

#### 【0019】

##### 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられる前記インダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記PN電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比率を導出するPN電圧補正手段と、前記インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段とを備えたものである。

#### 【0020】

また、インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段は、モータ電圧指令作成手段から得られる前記モータ電圧指令値と前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを掛け合わせることで求めらるものである。

#### 【0021】

上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

#### 【0022】

また、PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出がゼロ以下の場合にはPN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定するものである。

#### 【0023】

上記の構成によって、インバータ直流電圧が大幅に変動しゼロ以下となるような場合にもインダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

#### 【0024】

また、PN電圧補正手段は、PN電圧補正係数が少なくとも予め設定された上限値もしくは下限値を有するものである。

#### 【0025】

上記の構成によって、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらに予め設定された上限値もしくは下限値を有することで交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能となる。

#### 【0026】

また、PN電圧補正手段は、直流電圧検出値が直流電圧基準値よりも大きい場合には直流電圧検出値に比例してPN電圧補正係数を大きくするものである。

#### 【0027】

上記の構成によって、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらにインバータ直流電圧が直流電圧基準値よりも大きい場合にPN電圧補正係数を大きくすることでインダクションモータの出力トルクの向上を図ることが可能となる。

【 0 0 2 8 】

また、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するものである。

【 0 0 2 9 】

上記の構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【 0 0 3 0 】

また、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の 4 0 倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものである。

【 0 0 3 1 】

上記の構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、I E C 規格をクリアすることが可能である。

【 0 0 3 2 】

また、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するものである。

【 0 0 3 3 】

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

【 0 0 3 4 】

また、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するものである。

【 0 0 3 5 】

上記の構成によって、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

# 【0036】

## 【発明の実施の形態】

以下本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

# 【0037】

## (実施の形態1)

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。図1において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ2と、小容量リアクタ11と、小容量コンデンサ12と、直流電力を交流電力に変換するインバータ3と、インバータ3により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ4から構成されている。

# 【0038】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 $W^*$ に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン13と、V/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4のモータ電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、インバータ3の直流電圧値を検出するPN電圧検出手段15と、予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値との比率を導出するPN電圧補正手段16と、モータ電圧指令作成手段14から得られるモータ電圧指令値とPN電圧補正手段16の出力値であるPN電圧補正係数とを掛け合わせるによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ないインダクションモータ4のモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段17と、モータ電圧指令補正手段17から作成されたモータ電圧指令補正值に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。

# 【0039】

なお、V/F制御パターン13については、上述の従来の技術にて説明しているのでここでは説明を省略する。(図11のV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置)

以下では、具体的な方法について説明する。

【0040】

モータ電圧指令作成手段14では式(1)で表される演算によりモータ電圧指令値  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を作成する。

【0041】

【式1】

$$\begin{cases} v_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ v_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ v_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $V_m$  は V/F 制御パターン13から決定されるモータ電圧値であり、 $\theta_1$  は式(2)で表されるように速度指令  $W^*$  を時間積分することで導出する。

【0042】

【式2】

$$\theta_1 = \int W^* dt \quad (2)$$

また、図2は本発明に係るPN電圧補正手段16の第1の実施例を示した図で、PN電圧補正手段16では予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値  $V_{pn0}$  とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値  $v_{pn}$  を用いて式(3)のようにPN電圧補正係数  $k_{pn}$  を導出する。

【0043】

【式3】

$$k_{pn} = \frac{V_{pn0}}{v_{pn} + \delta_0} \quad (3)$$

ここで、本発明では小容量コンデンサを用いているため、直流電圧検出値  $v_{pn}$  がゼロとなる場合が生じるので、ゼロ割防止のための微小項  $\delta_0$  を設定しておく必要がある。

【0044】

なお、式(3)の微小項 $\delta_0$ の代わりに、直流電圧検出値 $v_{pn}$ がゼロ以下の場合においてPN電圧補正係数 $k_{pn}$ に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定することでゼロ割防止を図ることができる。

【0045】

即ち、式(4)のようにPN電圧補正係数 $k_{pn}$ を導出しても良い。

【0046】

【式4】

$$k_{pn} = \begin{cases} k_{pn\_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0} / v_{pn} & (v_{pn} > 0) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $k_{pn\_max}$ は予め設定されたPN電圧補正係数の最大値である。

【0047】

また、モータ電圧指令補正手段17ではモータ電圧指令値 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ とPN電圧補正係数 $k_{pn}$ を用いて式(5)のようにモータ電圧指令補正值 $v_{uh}^*$ 、 $v_{vh}^*$ 、 $v_{wh}^*$ を導出する。

【0048】

【式5】

$$\begin{cases} v_{uh}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \\ v_{wh}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{cases} \quad \dots\dots\dots (5)$$

以上により、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

【0049】

なお、本発明は上述の実施例のようにV/F制御によるインダクションモータ

駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

【0050】

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

【0051】

(実施の形態2)

本発明に係るPN電圧補正手段の第2の実施例を図3に示す。図3において、PN電圧補正係数 $k_{pn}$ は予め設定された上限値 $k_{pn1}$ および下限値 $k_{pn2}$ を有するもので、式(6)のように表される。

【0052】

【式6】

$$k_{pn} = \begin{cases} k_{pn1} & (v_{pn} \leq V_{pn1}) \\ V_{pn0}/v_{pn} & (V_{pn1} < v_{pn} \leq V_{pn2}) \\ k_{pn2} & (v_{pn} > V_{pn2}) \end{cases} \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 $V_{pn1}$ 、 $V_{pn2}$ はそれぞれPN電圧補正係数の上限値 $k_{pn1}$ と下限値 $k_{pn2}$ のときの直流電圧値検出値である。

【0053】

なお、PN電圧補正係数 $k_{pn}$ は、必ずしも図3のように上限値 $k_{pn1}$ および下限値 $k_{pn2}$ の両方を有する必要はなく、運転状況に応じてどちらか一方のみ有する場合でも良い。

【0054】

また、従来のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置(特許文献1の直流電源装置を用いたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置も含む)



では、 $1000\mu\text{F}$ を越えるような容量の大きな電解コンデンサに蓄えられる電気エネルギーにより、運転範囲内の負荷条件ならばインダクションモータの駆動を維持することが可能であるが、本発明では小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いており、小容量コンデンサに蓄えられる電気エネルギーが小さいため、電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータの駆動を維持するためには小容量リアクタの磁気エネルギーを併用するしかないため、インダクションモータの駆動特性と交流電源の電気特性とはトレードオフの関係にある。

#### 【0055】

そのため、インダクションモータの限界負荷耐量に余裕がある場合には、過大な電圧補正を抑えることで交流電源の電気特性を改善することが可能となる。

#### 【0056】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図5および図6に示す。図5はPN補正係数 $k_{pn}$ に上限値および下限値のどちらも設定されていない場合の動作結果で、図6はPN補正係数 $k_{pn}$ に上限値 $k_{pn1}$ および下限値 $k_{pn2}$ の両方とも設定されている場合の動作結果であり、図5と図6のリアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流）を比較すればその効果は明白である。

#### 【0057】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は $2\text{mH}$ 、小容量コンデンサの容量は $25\mu\text{F}$ 、交流電源は $220\text{V}$ （ $50\text{Hz}$ ）、インバータ運転周波数は $57\text{Hz}$ （ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数は $5\text{kHz}$ である。

#### 【0058】

以上により、PN電圧補正係数 $k_{pn}$ は少なくとも予め設定された上限値 $k_{pn1}$ もしくは下限値 $k_{pn2}$ を有することで、交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能である。

#### 【0059】

(実施の形態 3)

本発明に係る P N 電圧補正手段の第 3 の実施例を図 4 に示す。図 4 において、直流電圧検出値  $v_{pn}$  が直流電圧基準値  $V_{pn0}$  よりも大きい場合には直流電圧検出値  $v_{pn}$  に比例して P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  を大きくするもので、式 (7) のように表される。

【0060】

【式 7】

$$k_{pn} = \begin{cases} V_{pn0} / (v_{pn} + \delta_0) & (v_{pn} \leq V_{pn0}) \\ k_{pn0} & (V_{pn0} < v_{pn} \leq V_{pn3}) \\ \frac{k_{pn4} - k_{pn0}}{V_{pn4} - V_{pn3}} (v_{pn} - V_{pn3}) + k_{pn4} & (V_{pn3} < v_{pn} \leq V_{pn4}) \\ k_{pn4} & (v_{pn} > V_{pn4}) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $\delta_0$  はゼロ割防止のための微小項であり、直流電圧検出値  $v_{pn}$  が  $V_{pn0} \sim V_{pn3}$  の領域では P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  が急激に変化しないように P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  の導出演算の切替猶予期間を設定し、直流電圧検出値  $v_{pn}$  が  $V_{pn4}$  を越える領域では P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  の増加時の上限値  $k_{pn4}$  を設定している。

【0061】

なお、切替猶予期間や上限値  $k_{pn4}$  は必ずしも設定する必要はなく、運転状況に応じては設定しなくとも良い。

【0062】

また、インダクションモータの出力トルクはモータ印加電圧の 2 乗に比例することが一般的に知られており（例えば、「インバータドライブハンドブック」の 33 頁を参照、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995 年初版、日刊工業新聞社発行）、インダクションモータの限界負荷耐量が不足する場合には、直流電圧検出値  $k_{pn}$  が直流電圧基準値  $V_{pn0}$  よりも大きい区間で更なる電圧補正を行なうことでモータ印加電圧を大きくし、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

【0063】

以上により、直流電圧検出値  $v_{pn}$  が直流電圧基準値  $V_{pn0}$  より大きい場合に P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  を大きくすることでインダクションモータの出力トルクの向

上を図ることが可能である。

【0064】

(実施の形態4)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0065】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、上述の図5もしくは図6のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数  $f_S$  の2倍の周波数で大きく脈動する。

【0066】

そのため、インバータ運転周波数  $f_1$  が交流電源周波数  $f_S$  の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数  $f_S$  の2倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

【0067】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図7に示す。図7はインバータ運転周波数  $f_1$  が交流電源周波数  $f_S$  の2倍となる場合の動作結果で、インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、図7においてはモータ電流に負の直流成分が重畳されていることがわかる。

【0068】

そのため、インダクションモータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。

【0069】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5 mH、小容量コンデンサの容量は10  $\mu$ F、交流電源は220V (50Hz)、インバータ運転周波数は100Hz（ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数は5kHzである。

【0070】

そこで、インバータ運転周波数  $f_1$  の設定において、インバータ運転周波数  $f_1$  が式 (8) となるような場合で定常的に固定されるのを回避する必要がある。

【0071】

【式8】

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad \text{..... (8)}$$

ここで、 $n$  は整数、 $\Delta f$  は予め設定された周波数幅であり、周波数幅  $\Delta f$  に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

【0072】

また、インバータ運転周波数  $f_1$  が式 (8) で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数  $f_1$  を変更させ、共振周波数で固定することを回避する。

【0073】

なお、周波数幅  $\Delta f$  は必ずしも設定する必要はなく、運転状況（軽負荷時など）によっては設定しなくとも良い（この場合は  $\Delta f = 0$  とすれば良い）。

【0074】

以上により、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【0075】

（実施の形態5）

本発明に係る小容量コンデンサおよび小容量リアクタの仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0076】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制してIEC規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとの共振周波数  $f_{LC}$ （LC共振周波数）を交流電源周波数  $f_s$  の40倍よりも大きくなるように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定する。

## 【0077】

ここで、小容量コンデンサの容量をC [F]、小容量リアクタのインダクタンス値をL [H] とすると、LC共振周波数 $f_{LC}$ は式(9)のように表される。

## 【0078】

## 【式9】

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

即ち、 $f_{LC} > 40 f_S$ を満たすように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定するものである（IEC規格では交流電源電流の高調波成分において第40次高調波まで規定されているため）。

## 【0079】

以上により、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC規格をクリアすることが可能となる。

## 【0080】

次に、小容量コンデンサの容量の決定について以下に説明する。

## 【0081】

インバータが停止した際には、小容量コンデンサがインダクションモータの再生エネルギー（停止直前までインダクションモータのインダクタンス成分に蓄えられていた磁気エネルギー）を吸収してインバータの直流電圧値が上昇するため、そのときの直流電圧の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定する。

## 【0082】

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

## 【0083】

なお、小容量リアクタのインダクタンス値は上述の方法で自動的に決定することができる。

#### 【0084】

(実施の形態6)

本発明に係るインバータキャリア周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

#### 【0085】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、実施の形態2で説明したが、小容量コンデンサに蓄えられる電気エネルギーが小さいため、電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータの駆動を維持するためには小容量リアクタの磁気エネルギーを併用するしかないため、リアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流で、概ね交流電源電流の絶対値をとった電流と等しい）はインバータのキャリア周波数の影響を大きく受けてしまう。

#### 【0086】

そのため、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を設定する。

#### 【0087】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図8～図10に示す。それぞれ図8はキャリア周波数が3.3kHz時、図9は5kHz時、図10は7.5kHz時の動作結果であり、リアクタ電流波形を比較すれば、リアクタ電流（もしくは交流電源電流）はキャリア周波数による依存性が大きいことがわかる。

#### 【0088】

また、それぞれの交流電源力率値をデジタルパワーメータにて測定したところ、図8のキャリア周波数が3.3kHz時には0.878、図9の5kHz時には0.956、図10の7.5kHzには0.962となった。

#### 【0089】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサの容量は10 $\mu$ F、交流電源は220V（50Hz）、

インバータ運転周波数は  $57\text{ Hz}$ （ここではモータの極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、交流電源における入力電力は  $900\text{ W}$  である。

#### 【0090】

ここで、例えば予め設定した交流電源力率値が  $0.9$  である場合には、キャリア周波数を  $3.3\text{ kHz} \sim 5\text{ kHz}$  の間に設定すれば良いことになり、最終的には予め設定した交流電源力率値（この場合は  $0.9$ ）を満足しつつ、最もキャリア周波数が低くなるように決定する。

#### 【0091】

以上により、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

#### 【0092】

##### 【発明の効果】

上記から明らかなように、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられる前記インダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータのモータ電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出する  $\text{PN}$  電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記  $\text{PN}$  電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比率を導出する  $\text{PN}$  電圧補正手段と、前記インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成するモータ電圧指令補正手段とを備えたものである。そして、前記インダクションモータのモータ電圧指令補正值を作成する前記モータ電圧指令補正手段は、モータ電圧指令作成手段から得られる前記モータ電圧指令値と前記  $\text{PN}$  電圧補正手段の出力値である  $\text{PN}$  電圧補正係数とを掛け合わせるにより求めたものであり、こ

の構成によれば、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0093】

また、本発明は、PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出がゼロ以下の場合にはPN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧が大幅に変動しゼロ以下となるような場合にもインダクションモータの駆動を維持することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0094】

また、本発明は、PN電圧補正手段は、PN電圧補正係数が少なくとも予め設定された上限値もしくは下限値を有するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらに予め設定された上限値もしくは下限値を有することで交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0095】

また、本発明は、PN電圧補正手段は、直流電圧検出値が直流電圧基準値よりも大きい場合には直流電圧検出値に比例してPN電圧補正係数を大きくするもので、この構成によれば、インバータ直流電圧が大幅に変動するような場合でもインダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらにインバータ直流電圧が直流電圧基準値よりも大きい場合にPN電圧補正係数を大きくすることでインダクションモータの出力トルクの向上を図ることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0096】



また、本発明は、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するもので、この構成によれば、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0097】

また、本発明は、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するもので、この構成によれば、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能であるという効果を奏する。

#### 【0098】

また、本発明は、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能であるという効果を奏する。

#### 【0099】

また、本発明は、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するもので、この構成によれば、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能であるという効果を奏する。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

##### 【図2】

本発明に係るPN電圧補正手段の第1の実施形態を示す図

【図 3】

本発明に係る P N 電圧補正手段の第 2 の実施形態を示す図

【図 4】

本発明に係る P N 電圧補正手段の第 3 の実施形態を示す図

【図 5】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図

【図 6】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図

【図 7】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 3 の動作結果を示す図

【図 8】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 4 の動作結果を示す図

【図 9】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 5 の動作結果を示す図

【図 10】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 6 の動作結果を示す図

【図 11】

一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図 12】

一般的な V / F 制御パターンの一例を示す図

【図 13】

図 11 のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図

【図14】

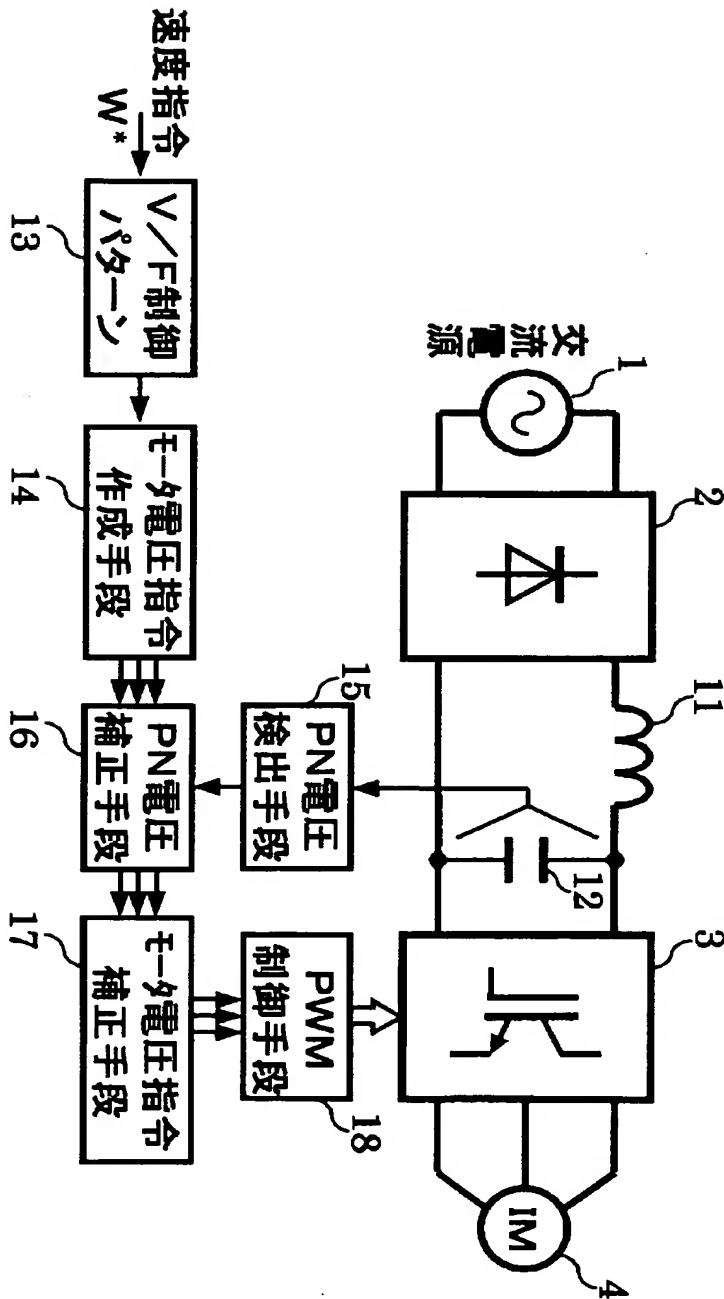
従来の直流電源装置図

【符号の説明】

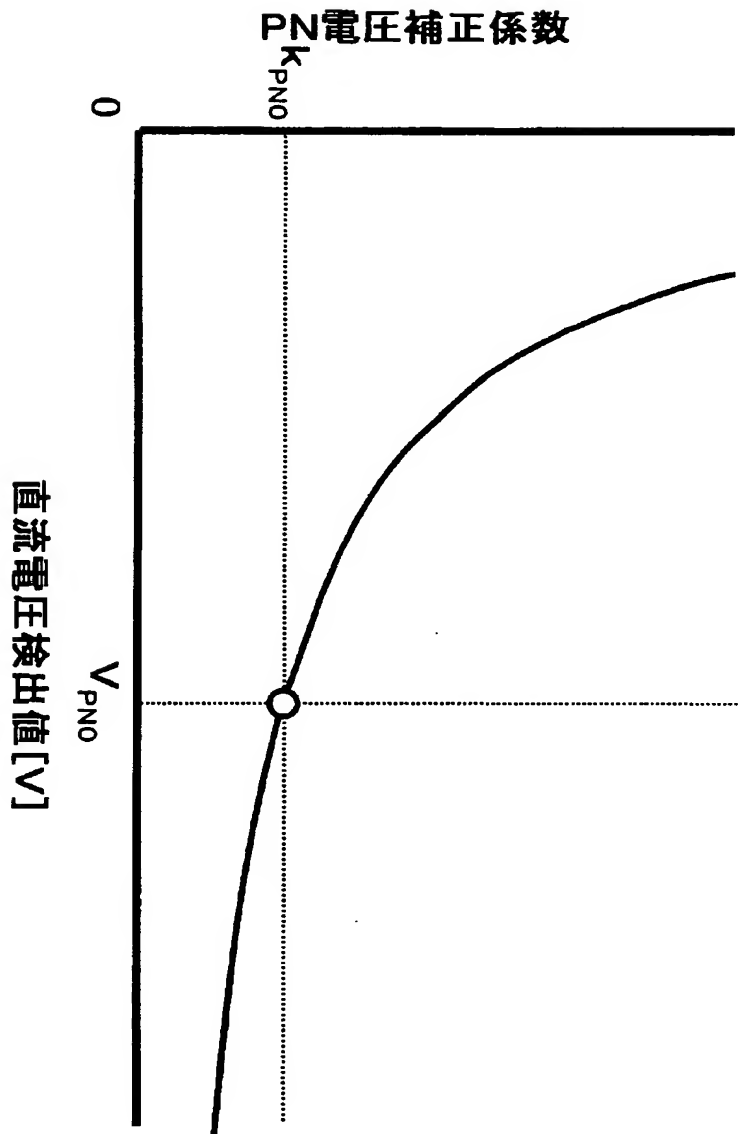
- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ
- 4 インダクションモータ
- 11 小容量リアクタ
- 12 小容量コンデンサ
- 13 V/F制御パターン
- 14 モータ電圧指令作成手段
- 15 PN電圧検出手段
- 16 PN電圧補正手段
- 17 モータ電圧指令補正手段
- 18 PWM制御手段

【書類名】 図面

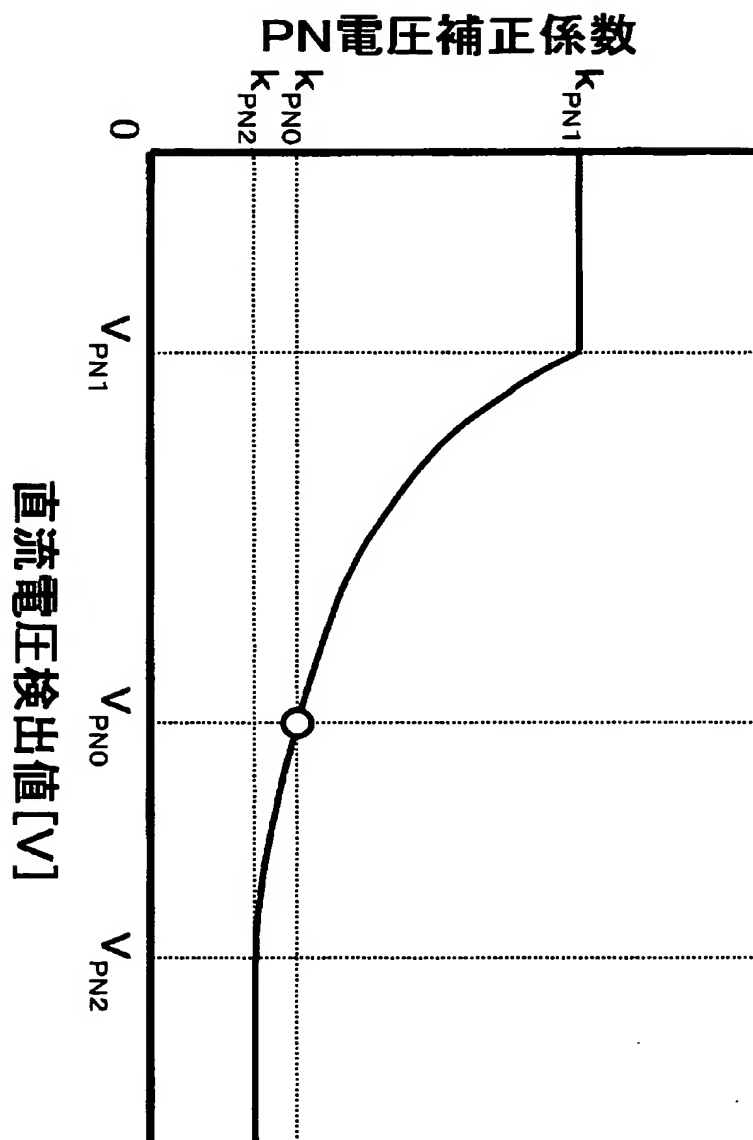
【図1】



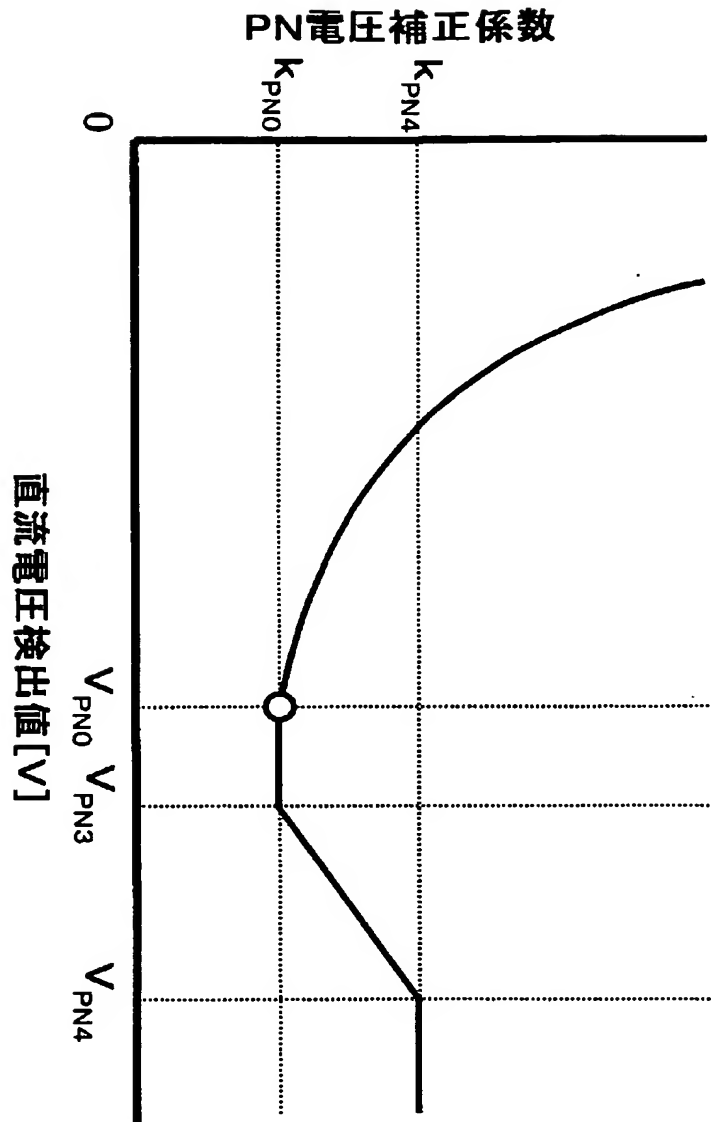
【図 2】



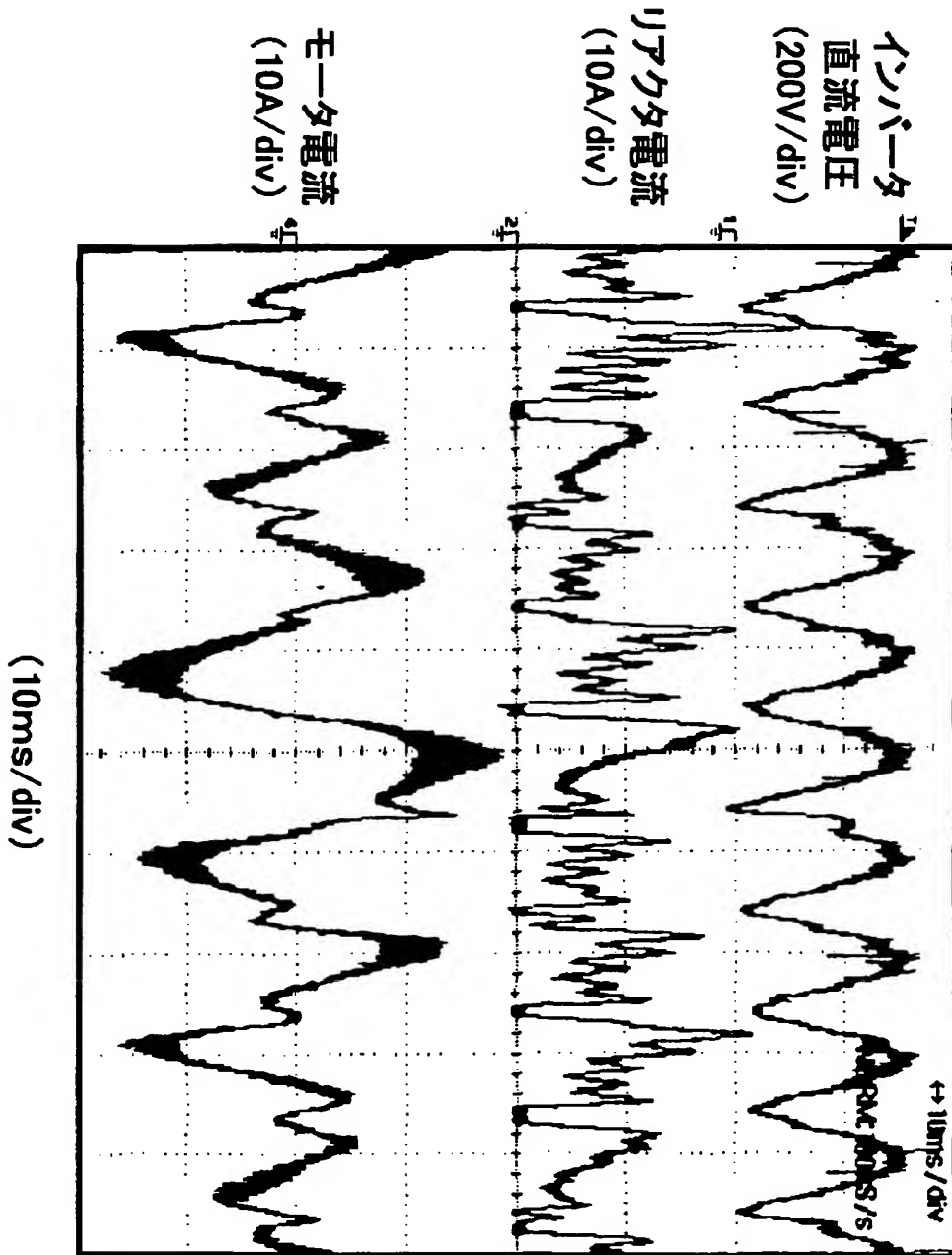
【図3】



【図4】

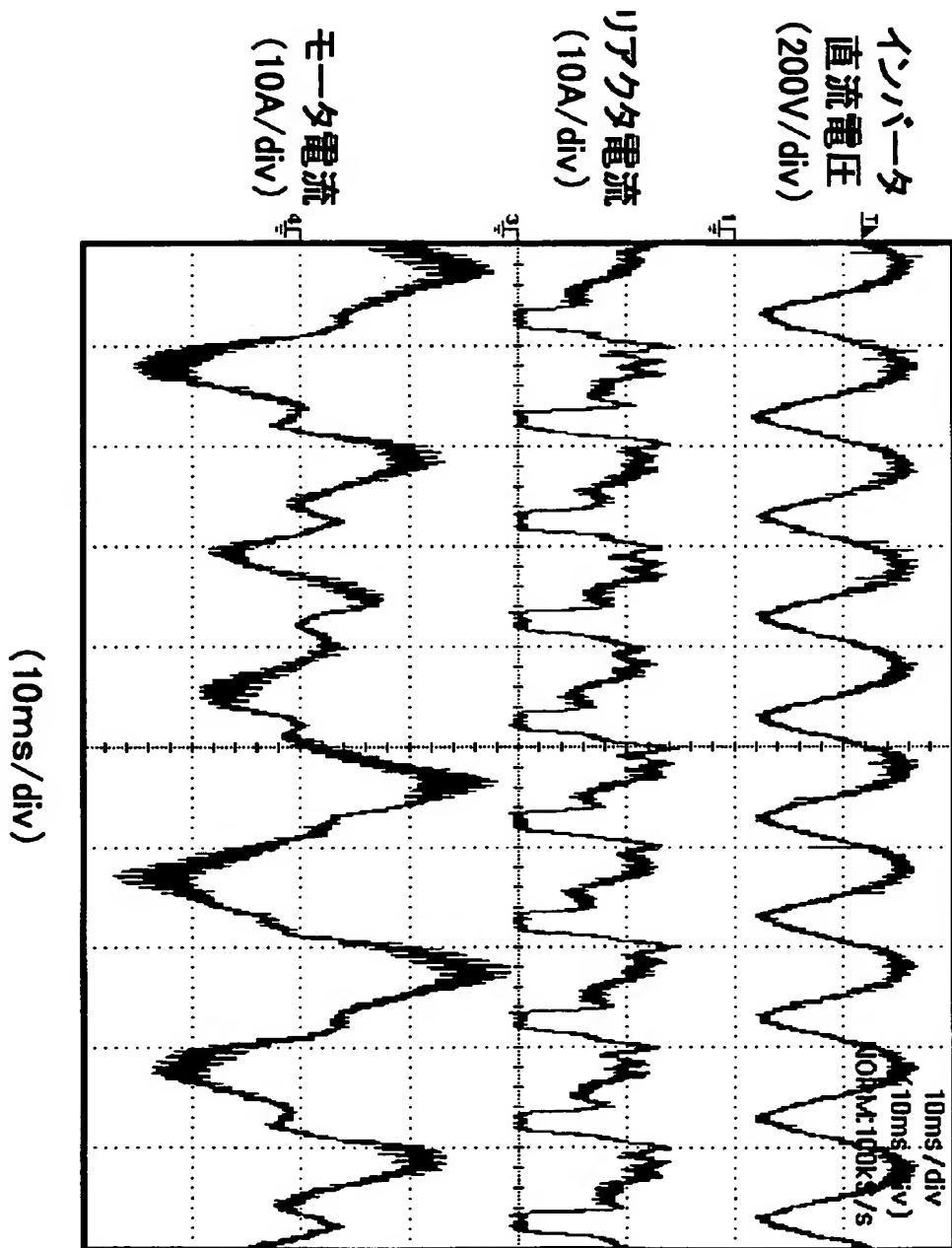


【図5】

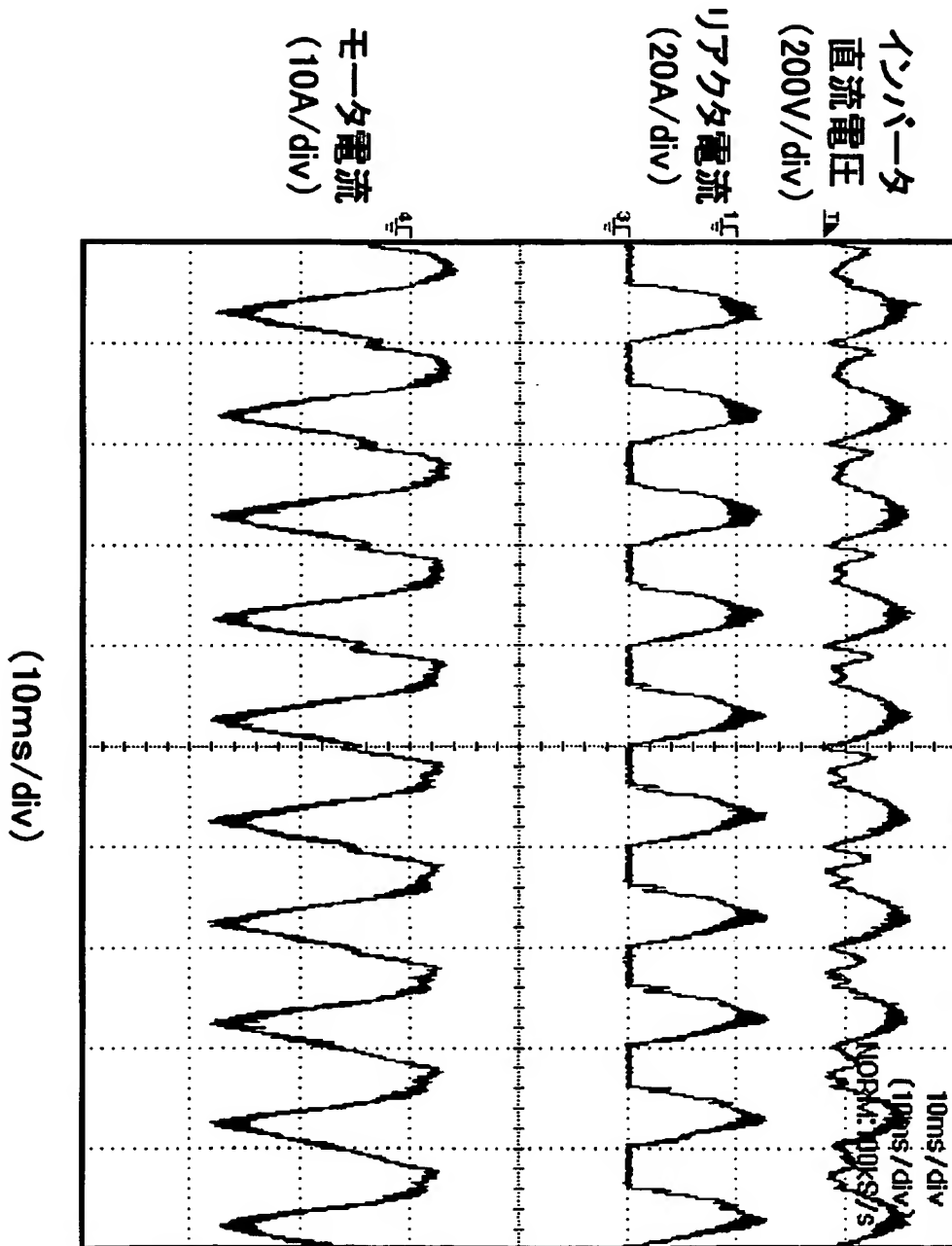




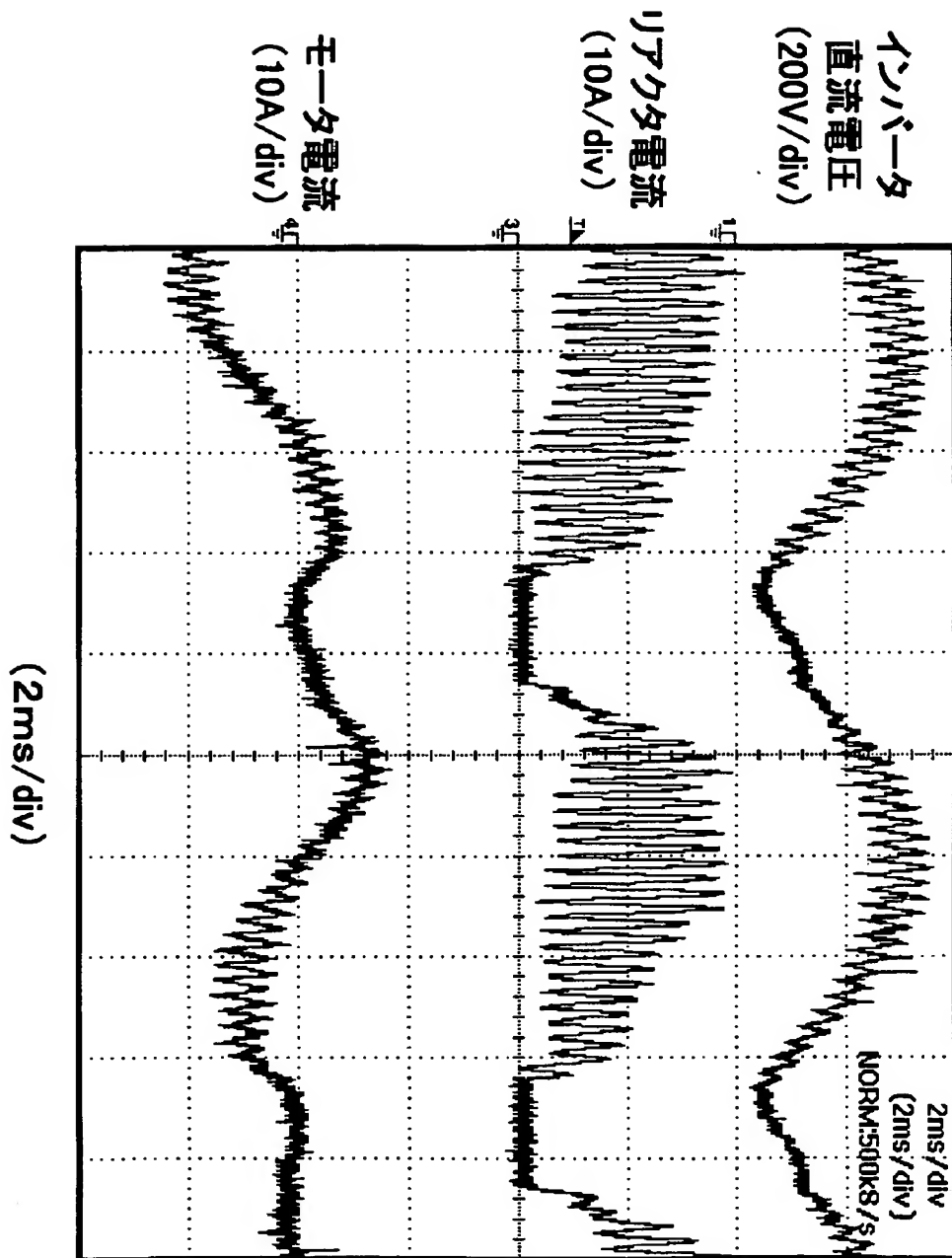
【図6】



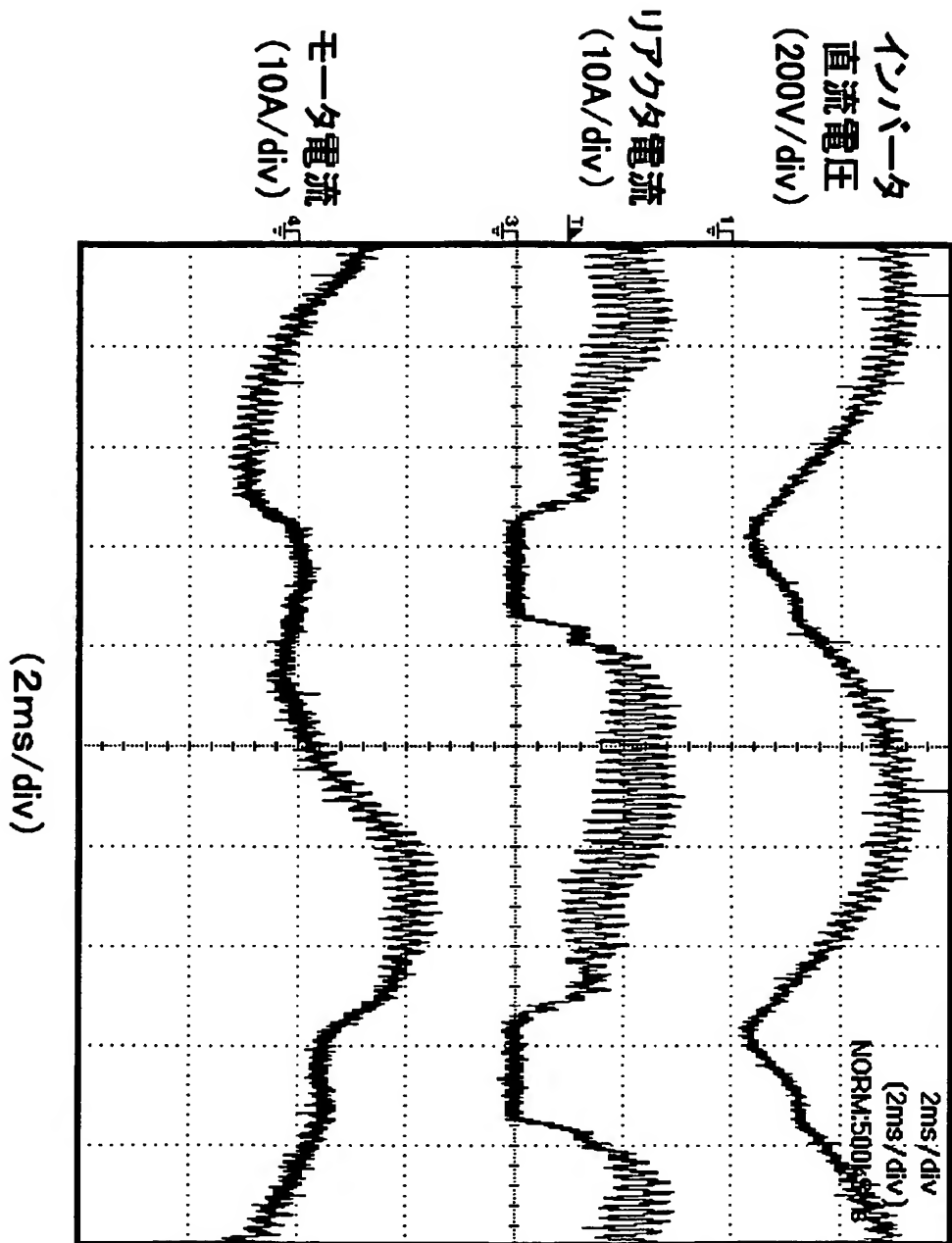
【図7】



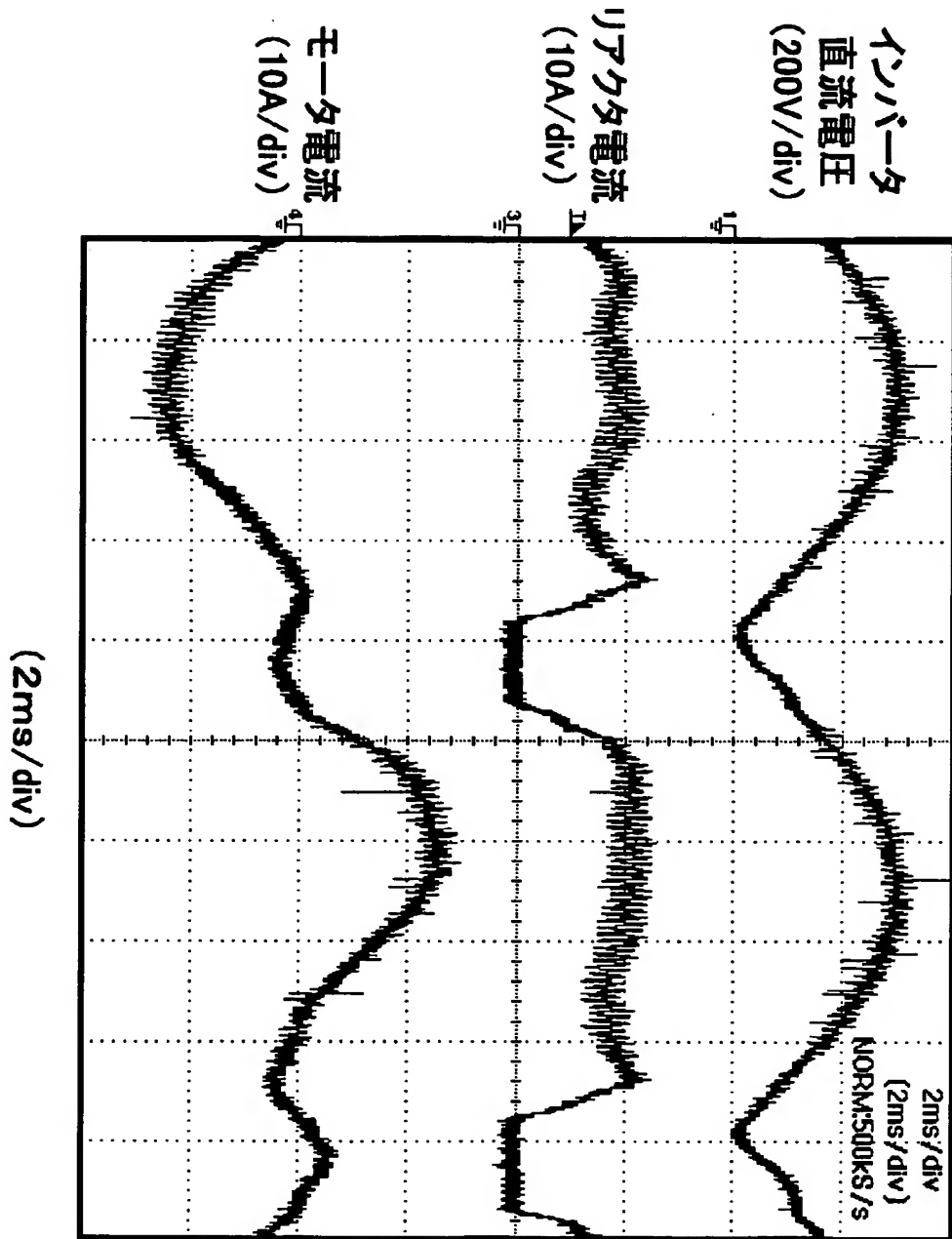
【図8】



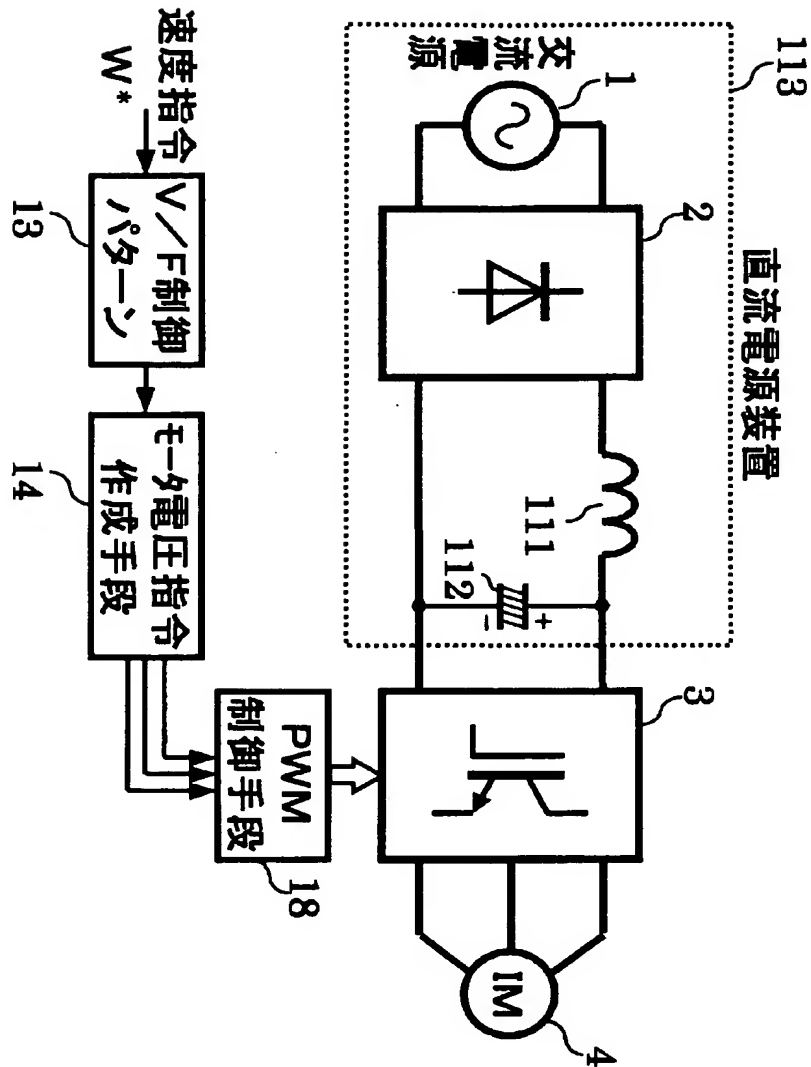
【図9】



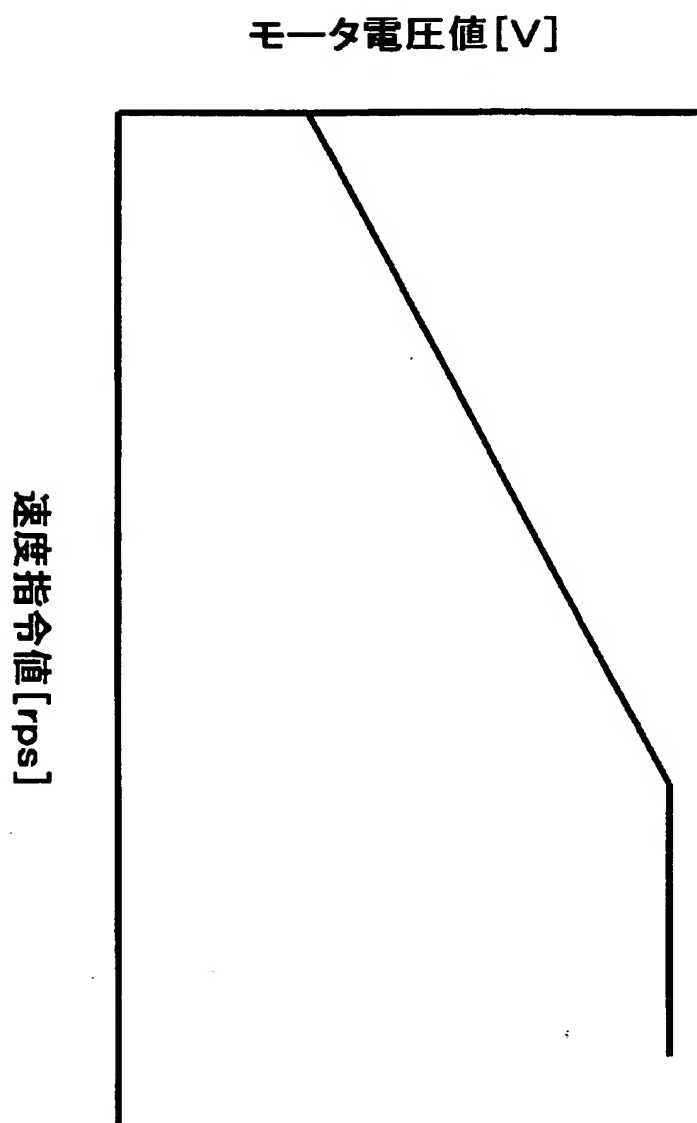
【図10】



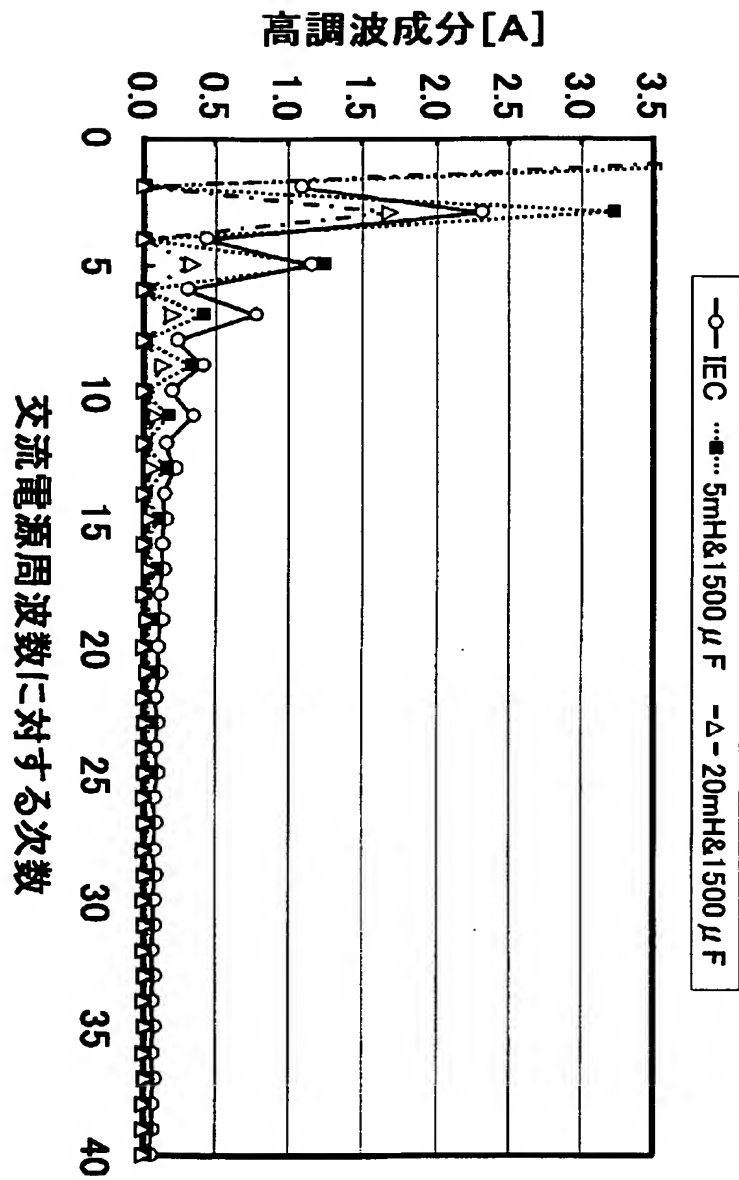
【図11】



【図12】

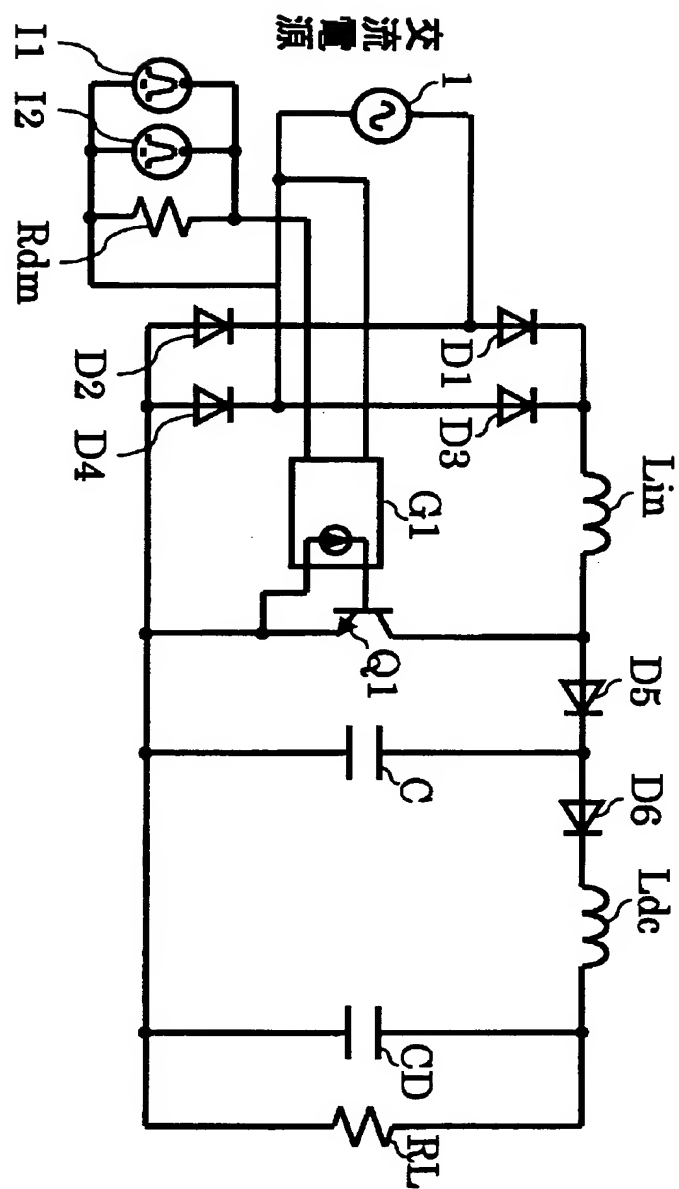


【図13】





【図14】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】 小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータ電圧指令補正手段によりインダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 1 0 0 0 0 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 8 2 1 ]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社